Tijdschrift van het

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

DEEL 31 Nr. 9 1966

Een seismische versterker

door L. Ensing *)

Voordracht, gehouden voor het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap op 18 februari 1966 te Rijswijk.

Summary

The received signal passes successively through a pre-amplifier, a filter and an AGC amplifier. The pre-amplifier has no transformer at the input and is provided with an input attenuator so that its sensitivity is adapted to the noise level of the received seismic signals. At maximum sensitivity, maximum output voltage is obtained with an input voltage of 1 microvolt.

The 1 to 200 Hz bandwidth can be narrowed by means of individually adjustable, active high- and low-pass filters.

Automatic or programmed gain control (AGC and PGC, respectively) is necessary to keep the amplitude range of the signals within limits suitable for recording and visual appraisal.

The AGC circuit includes an integrator which reduces amplitude variations of as much as 80 dB to less than 1 dB; the control speed is adjustable. Initial suppression and programmed gain control are obtained by means of a high-frequency auxiliary voltage.

Inleiding

De seismische versterker, die in dit artikel wordt beschreven, maakt deel uit van het versterkersysteem (QLR 120) met 24 kanalen, dat in een voorgaand artikel [1]) (zie pag. 156, fig. 8) werd genoemd.

De 24 seismische signalen komen, hetzij rechtstreeks, hetzij via hulpapparatuur, als balanceerdoos SC 125, „stacking" doos SC 128, mengdoos SC 127, binnen op het ingangselement, dat

*) Koninklijke/Shell Exploratie en Produktie Laboratorium, Rijswijk.

geheel links als inschuifbaar element in het instrument is aangebracht. Het bevat o.a. een schakelpaneel om, ook bij afwijkende veldopstellingen, ieder binnenkomend signaal naar de juiste versterkeringang te voeren.

Aan de rechterzijde bevindt zich een inschuifeenheid, waarover de uitgangssignalen van de versterkers naar buiten worden gevoerd voor registratie op magnetische band en/of fotografisch papier of film. Deze inschuifeenheid bevat bovendien allerlei hulpcircuits voor afstandsbediening, programmering, voor controle van voedingsspanningen en van de versterking en de frequentiekarakteristiek van de versterkers, meting van de weerstand en de isolatie van de veldopstelling, een versterker met poortschakeling voor het doorgeven van het schotmomentsignaal, een communicatiecircuit met ingebouwde microfoon, microfoonversterker en luidsprekerversterker.

Deze hulpcircuits zullen hier niet verder worden besproken; wij zullen ons beperken tot een meer gedetailleerde beschrijving van de seismische versterker.

Mechanische constructie

Twee versterkers zijn samengebouwd tot één inschuifelement met gezamenlijke bedieningsknoppen (zie fig. 1).

De verschillende parameters worden ingesteld door middel

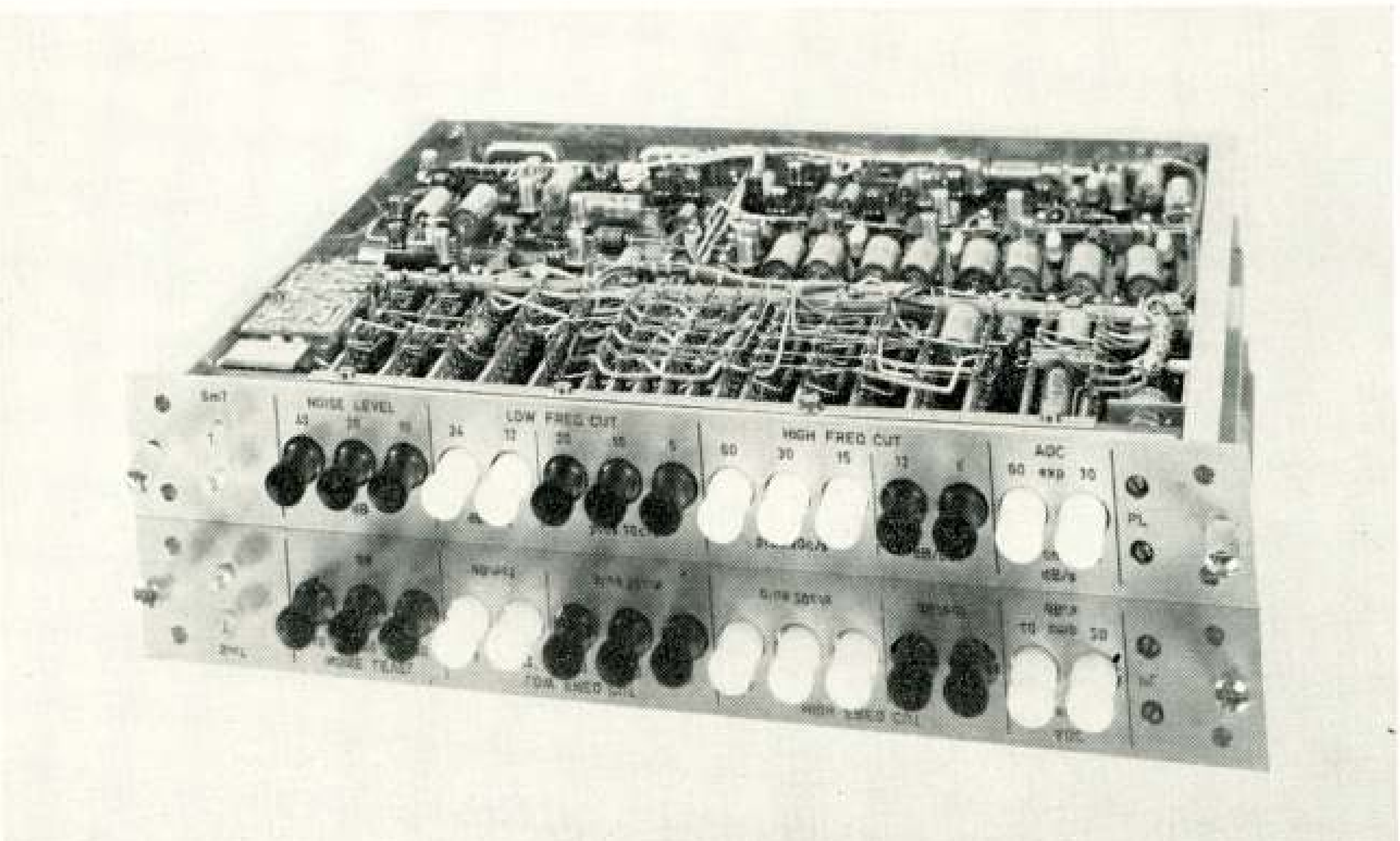


Fig. 1

Eén lade met twee versterkers

van 15 twee-standen schuifschakelaars. Per parameter worden 2 of 3 schakelaars gebruikt voor het verkrijgen van 4 resp. 8 standen per parameter. De parametergroepen zijn goed te onderscheiden door het afwisselende gebruik van zwarte en witte knoppen. De schakelaars worden bediend door het uittrekken resp. indrukken van de knoppen; bij uitgetrokken knop wordt een rode ring zichtbaar.

Het gebruik van deze schuifschakelaars heeft geleid tot een eenvoudige, overzichtelijke ladeconstructie met goede bereikbaarheid van alle onderdelen. Voorts is een belangrijke gewichtsbesparing verkregen doordat de voordien gebruikelijke ingangstransformator is vermeden evenals de smoorspoelen met ijzerkern welke nodig zijn in een passief filternetwerk.

Blokschema van de versterker

De versterker bestaat elektrisch uit drie delen: een voorversterker, een instelbaar banddoorlatend filter en een versterker met automatische versterkingsregeling (AVR). Het blokschema en enige kenmerkende getallen worden getoond in fig. 2.

De plaatsing van het filter achter de voorversterker hangt samen met het gebruik van een actief filternetwerk met een hogere ruis dan de voorversterker en een hoger impedantieniveau dan het ingangscircuit. De versterking van de voorversterker is zodanig, dat de door het filter toegevoegde ruis geen merkbare invloed heeft op de signaal/ruis-verhouding.

Door deze plaatsing van het filter worden hoge eisen gesteld

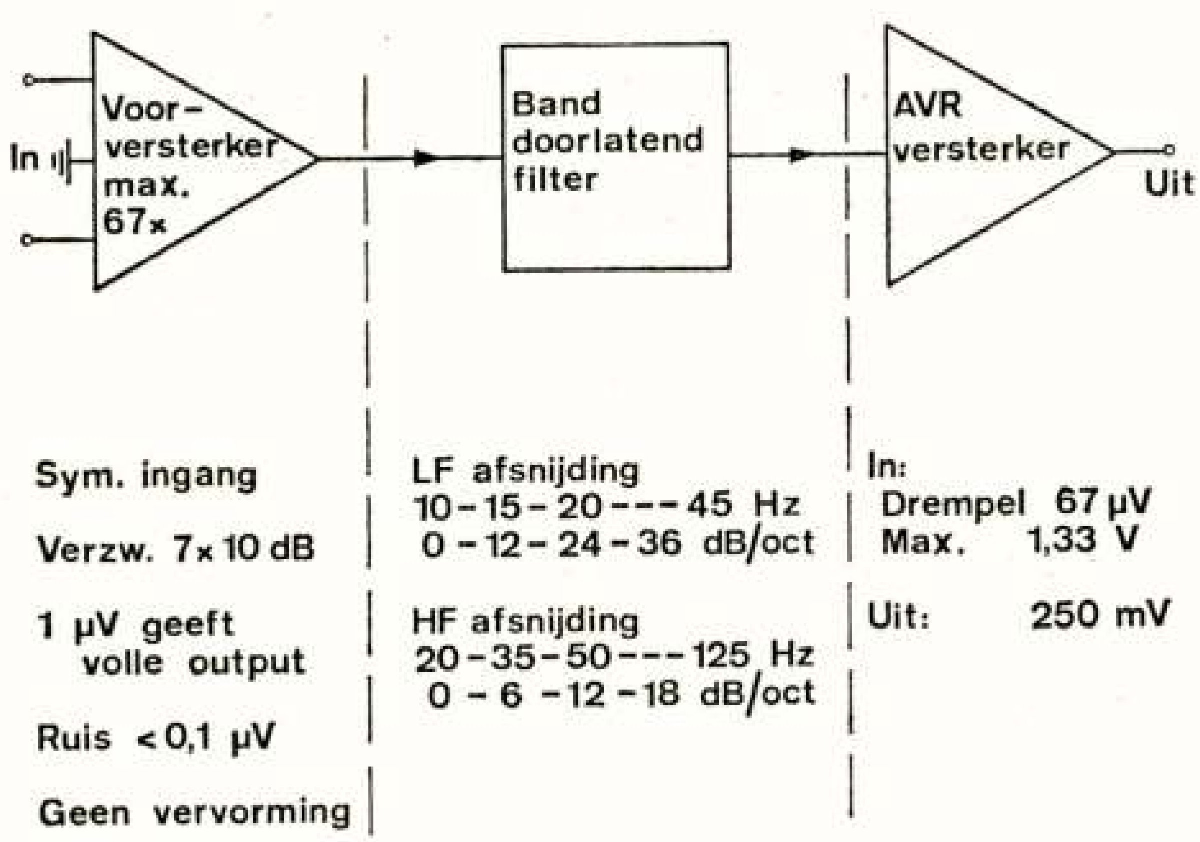


Fig. 2

Blokschema van de seismische versterker

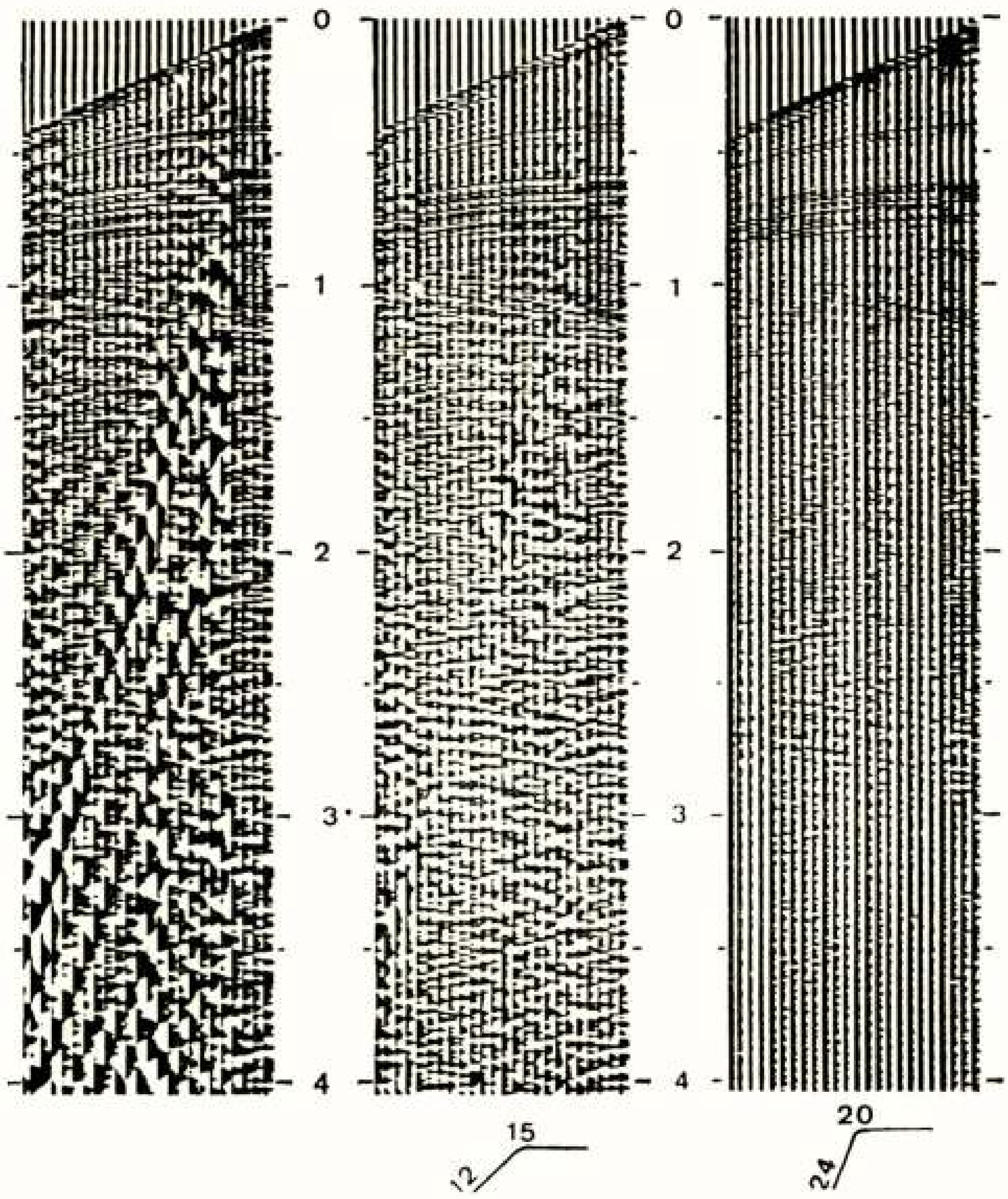


Fig. 3

Invloed van filters op reflectieseismogrammen

aan de vervormingsvrijheid van de voorversterker. Dit hangt samen met een vrijwel altijd optredende ongewenste laagfrequente component, afkomstig van de door het schot veroorzaakte oppervlaktegolf. Deze heeft een vrij grote amplitude en een frequentie tussen 5 en 15 Hz. In het linker seismogram van fig. 3 overheerst deze component. Om de hierop gesuperponeerde reflecties zichtbaar te maken moet deze component worden onderdrukt. Het tweede seismogram is verkregen na filtering met een hoogdoorlatend filter met een grensfrequentie van 15 Hz en een demping van 12 dB per octaaf. Na een hoogdoorlatend filter met een grensfrequentie van 20 Hz en een demping van 24 dB per octaaf werd het derde seismogram verkregen, waarin de storende oppervlaktegolf vrijwel niet meer te zien is.

Wanneer nu in de voorversterker niet-lineaire vervorming optreedt, worden hierin harmonischen van deze oppervlaktegolf gevormd die door het filter worden doorgelaten. De vervorming van de voorversterker moet daarom laag zijn, in ieder geval kleiner dan 0,1%.

De ingangsschakeling is symmetrisch; de versterker is daardoor ongevoelig voor gelijkfasige storingen op de ingangsklemmen. In het veld opgepikte storingen (o.a. 50 Hz-storingen) worden hierdoor gedeeltelijk geneutraliseerd.

Een ingangsverzwakker is nodig om de gevoeligheid van de versterker aan te passen aan de grootte van de seismische achtergrondstoringen en aan de gevoeligheid van de gebruikte opnemer. De maximale gevoeligheid (1 μ V) is zodanig gekozen dat de eigen ruis van de versterker (0,1 μ V) een uitslag geeft van ongeveer 10% op het seismogram. Bij de gebruikelijke seismometerweerstand van 1000 ohm, afgesloten met de ingangsweerstand van 1000 ohm, bedraagt de thermische ruisspanning 0,045 μV in de frequentieband van 200 Hz.

De voorversterker

De schakeling van de voorversterker wordt getoond in fig. 4. De driehoekige symbolen in deze figuur zijn rekenversterkers met een open versterking van ongeveer 20.000. (Ze worden rekenversterkers genoemd, omdat dergelijke versterkers veel worden gebruikt in analoge rekenmachines.) De eerste rekenversterker wordt gebruikt voor omkering van de fase van het

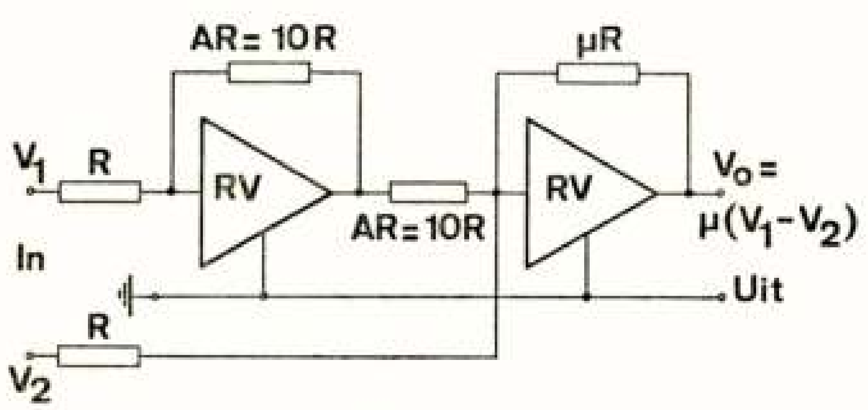


Fig. 4
Blokschema van de voorversterker

signaal V_1. Het signaal V_2 op de andere ingangsklem wordt daarna hierbij opgeteld en het aldus gevormde verschilsignaal wordt in de tweede versterker versterkt tot de gewenste waarde $\mu = 67$. De faseomkeerversterker heeft een versterking $A = 10$ en de optelling is dienovereenkomstig gewogen.

We gaan de thermische ruis van de weerstanden in het tegenkoppelnetwerk na. Als de versterkers ruisvrij worden verondersteld, zou de ruisfactor van de schakeling ten gevolge van deze weerstanden zijn:

$$NF_R = 1 + \frac{2}{A} + \frac{1}{\mu} = 1{,}215 \text{ met } A = 10 \text{ en } \mu = 67.$$

De ruisfactor van de gehele voorversterker is belangrijk groter: ongeveer 2,5 met een afkeurgrens van 4. Hieruit blijkt dat in de gekozen schakeling de ruisbijdrage van de transistoren overheerst.

Wij meten de ruis in een frequentieband van 1 tot 200 Hz. De fabrikanten van transistoren verschaffen ons hierover doorgaans geen gegevens. Wij zijn daarom bij het ontwerpen van de versterkers uitgegaan van uit de literatuur bekende recepten als: lage stroom en collectorspanning, terwijl voorts experimentele resultaten de doorslag hebben gegeven.

Het schema van een rekenversterker wordt getoond in fig. 5.

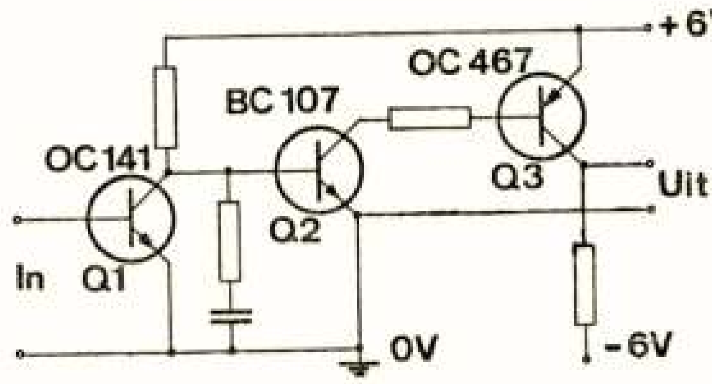


Fig. 5

Schema van een rekenversterker RV

Bij maximale uitsturing van de uitgangstrap blijven de signaalstroom en -spanning in de eerste trap zeer klein, zodat de collectorstroom en -spanning laag konden worden gekozen; de collector-emissorspanning van de eerste trap is gelijk aan de spanning tussen basis en emissor van de siliciumtransistor in de tweede trap. De eerste trap is uitgerust met de schakeltransistor OC 141; deze heeft een lagere ruis dan alle andere in deze schakeling door ons beproefde typen.

In rust zijn de spanningen op de ingang en de uitgang gelijk (ongeveer gelijk aan nul) en dus de tegenkoppelweerstanden stroomloos; extra ruis ten gevolge van stroomdoorgang door deze weerstanden wordt hierdoor vermeden.

Het filter

Een banddoorlatend filter wordt verkregen door serieschakeling van een hoogdoorlatend en een laagdoorlatend filter, zie fig. 6.

Het hoogdoorlatend filter heeft drie secties van de tweede orde met maximaal vlakke frequentiekarakteristiek volgens Butterworth. Naar keuze kunnen één, twee of drie secties in serie worden ingeschakeld ter verkrijging van een onderdruk-

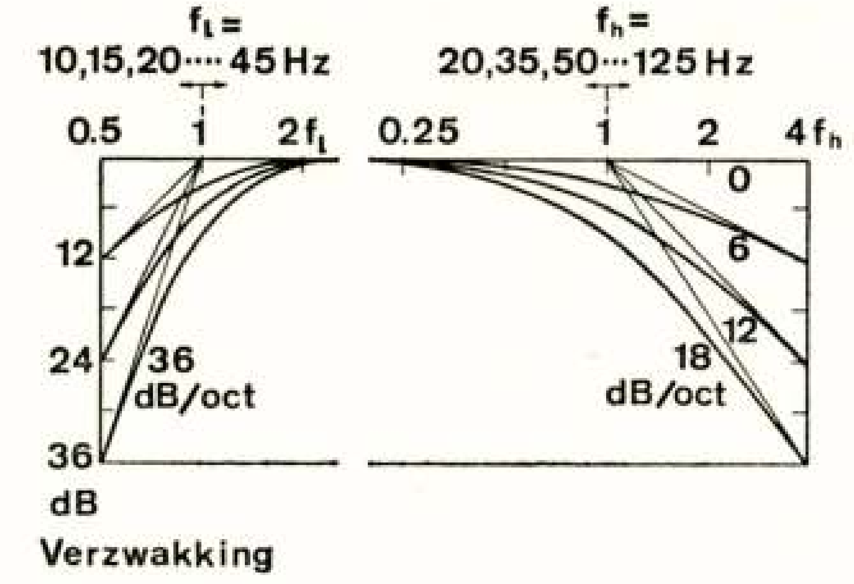


Fig. 6

Doorlaatkarakteristieken van een banddoorlatend filter, bestaande uit een hoogdoorlatend en een laagdoorlatend filter

king van resp. 12, 24 of 36 dB/oct. De grensfrequentie, bepaald door het snijpunt van de asymptoten van het doorlaat- en dempingsgebied, kan worden ingesteld in stappen van 5 Hz tussen 10 en 45 Hz.

Het laagdoorlatend filter bevat een eerste orde sectie (een eenvoudig RC-netwerk) en een tweede orde sectie met kritische demping. Door combinatie kan nu een onderdrukking van 6, 12 of 18 dB/oct worden gekozen en de grensfrequentie kan worden ingesteld in stappen van 15 Hz tussen 20 en 125 Hz.

Het schema van een tweede orde filtersectie wordt gegeven in fig. 7A (hoogdoorlatend) en 7B (laagdoorlatend). Wij maken

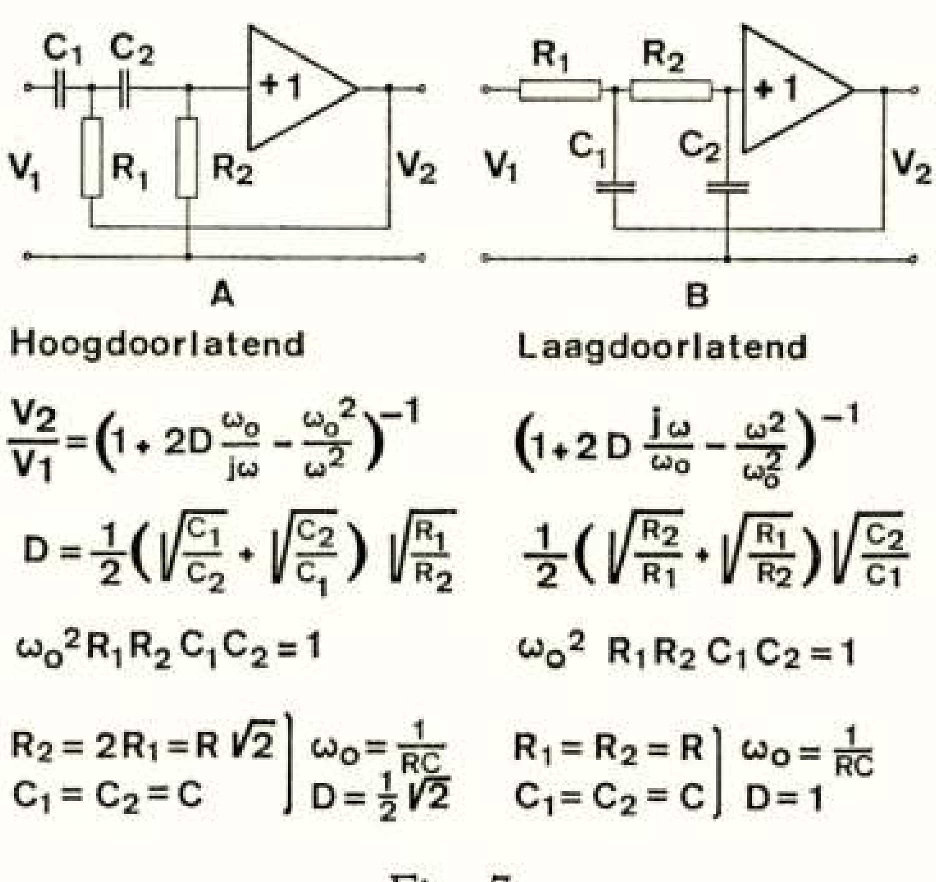
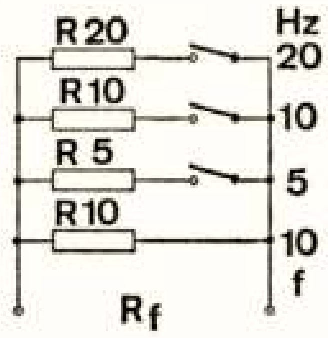


Fig. 7

Tweede orde actieve filters



$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi C} \Sigma \frac{1}{R} = \Sigma f$$

$$R_f = \frac{1}{2\pi f C}$$

Fig. 8
Instellen van de grensfrequentie

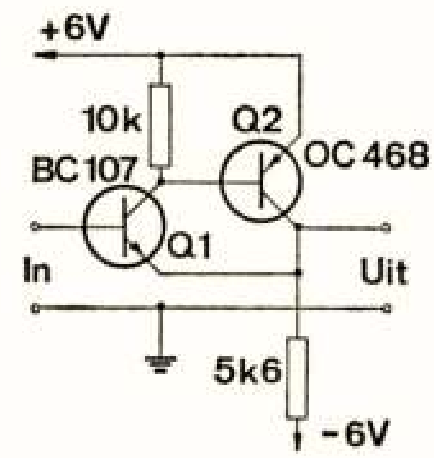


Fig. 9
Superemitter-follower als bufferversterker

hierin gebruik van dempingsreductie door middel van meekoppeling; de meekoppeling beïnvloedt de karakteristiek alleen in de buurt van de grensfrequentie.

Filters van deze soort zijn al vele malen in de literatuur beschreven [6]), [7]), [8]); wij volstaan daarom met de in het onderschrift van fig. *7* vermelde gegevens.

De grensfrequentie wordt ingesteld door middel van parallelschakeling van filterweerstanden, zie fig. 8. Omdat de grensfrequentie omgekeerd evenredig is met de weerstand, wordt de resulterende grensfrequentie gevonden als som van de bij iedere weerstand afzonderlijk passende grensfrequentie.

Als bufferversterker wordt gebruikt een z.g. superemitterfollower, zie fig. 9. Deze schakeling heeft een hoge ingangsimpedantie en een lage uitgangsimpedantie, waardoor een goede scheiding tussen ingang en uitgang wordt verkregen.

De automatische versterkingsregeling

In het seismogram (fig. 3) lezen we in verticale richting de looptijd van de golf af. Hieruit volgt de lengte van de doorlopen weg en dus ook de diepte van de reflecterende lagen. Om deze laatste grootheid is het ons begonnen; de amplituden van de gereflecteerde golven zijn bijzaak. Wat we dus wensen te registreren is het ogenblik van aankomst van de gereflecteerde golf. Om een duidelijk, goed bruikbaar seismogram te verkrijgen is het nodig, de sterk uiteenlopende amplituden van de aankomende gereflecteerde golven te reduceren tot een vrijwel constante amplitude, terwijl de inzet van een amplitude-

verandering duidelijk blijft. Daartoe bevat de versterker een zeer effectieve automatische versterkingsregeling.

Een beschrijving van alle in de AVR-versterker gebruikte schakelingen zou te ver voeren. Wij beperken ons daarom tot een beschrijving van het blokschema (fig. 10) en van de belangrijkste eigenschappen.

Het seismisch signaal doorloopt achtereenvolgens een verzwakker met variabele verzwakking a en een versterker met constante versterking μ. De verzwakking a wordt automatisch geregeld ten einde het variabele seismische signaal x te verzwakken tot een signaal y met constante amplitude; stel de gewenste waarde gelijk aan Y. Hiertoe wordt het uitgangssignaal van de versterker dubbelfasig gelijkgericht en de gelijkgerichte spanning μy, de „gemeten waarde", wordt vergeleken met de „gewenste waarde" μY. Het verschil $\mu(y - Y)$ wordt als „foutsignaal" toegevoerd aan een regelaar, bestaande uit een integrator met de uitgangsspanning

$$v = \frac{1}{\tau}\int (y - Y)\,\mathrm{d}t\,. \qquad (1)$$

Deze uitgangsspanning v bestuurt de verzwakker en daarmee is de regelkring gesloten.

De regelkarakteristiek voor stationaire ingangssignalen (fig. 11, getrokken lijn) kan nu als volgt worden verklaard. Zolang het ingangssignaal kleiner is dan de drempelwaarde (= 0 dB in fig. 11) blijft de verzwakking $a = 1$ en is dus $y = x$. Wanneer de ingangsspanning stijgt boven de drempelwaarde, treedt de regeling in werking. Nu wordt een stationaire toestand slechts ver-

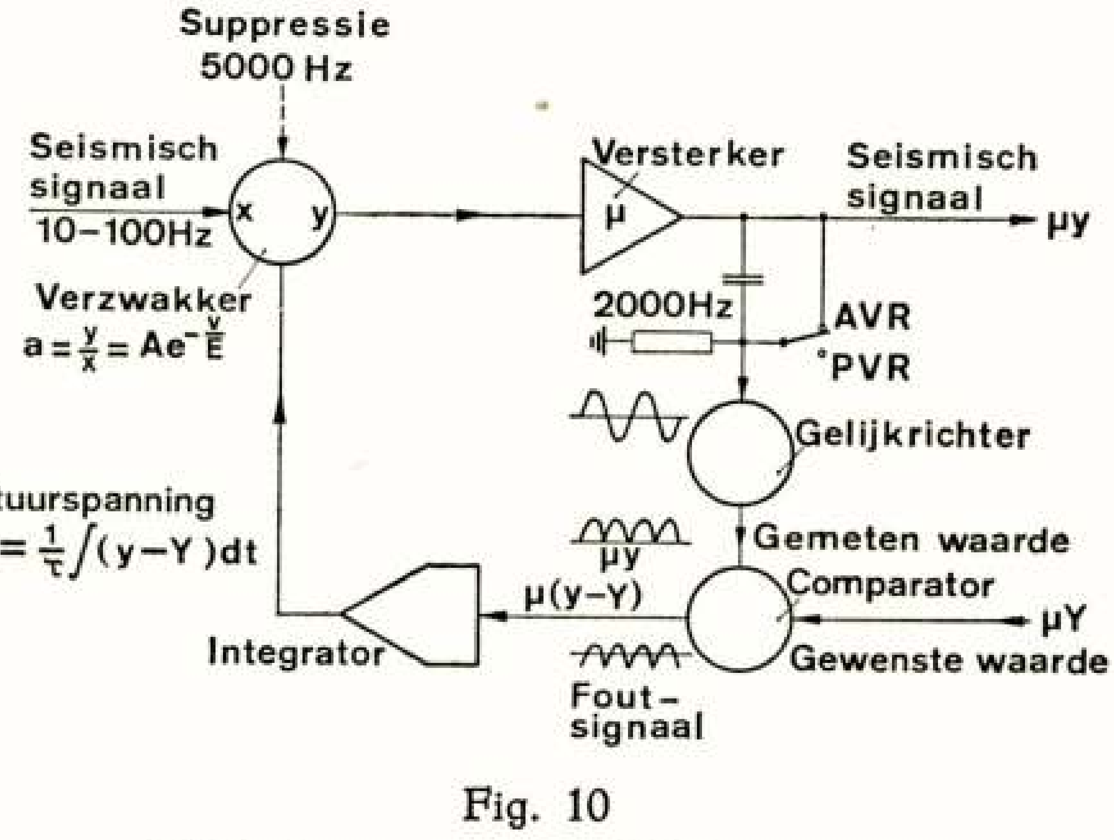


Fig. 10
Blokschema van de AVR-versterker

kregen als de uitgangsspanning v van de integrator stationair is en hiertoe moet het foutsignaal $\mu(y-Y)$ aan de ingang van de integrator nul zijn. Dank zij de integrator krijgen wij dus een volkomen vlakke stationaire regelkarakteristiek.

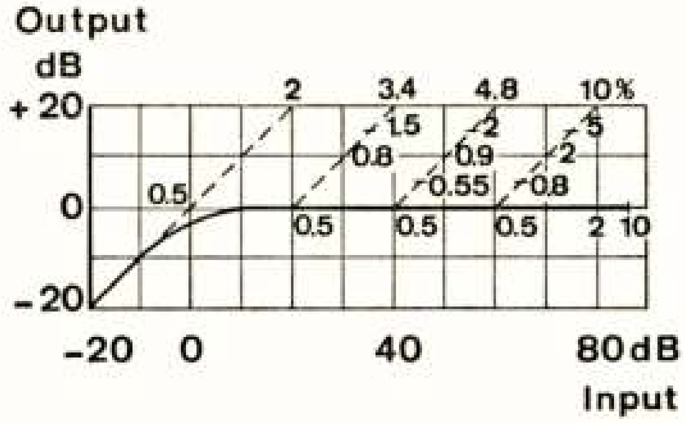


Fig. 11

Regelkarakteristiek en procentuele vervorming

Wanneer nu de versterker is ingeregeld op een stationair ingangssignaal x en daarna de amplitude van het ingangssignaal sprongvormig toeneemt, verandert momentaan de uitgangsspanning y evenredig met x, zie de gestippelde lijnen onder een hoek van 45° in fig. 11. De versterker (en ook de spanninggestuurde verzwakker) krijgen dan tijdelijk een groter signaal te verwerken en dit gaat gepaard met vergroting van de vervorming. De grootte van de optredende vervorming op verschillende punten van het log x - log y vlak is in fig. 11 aangegeven. De bovengrens van het toelaatbare ingangssignaal wordt bepaald door het punt waar de vervorming ontoelaatbaar groot wordt.

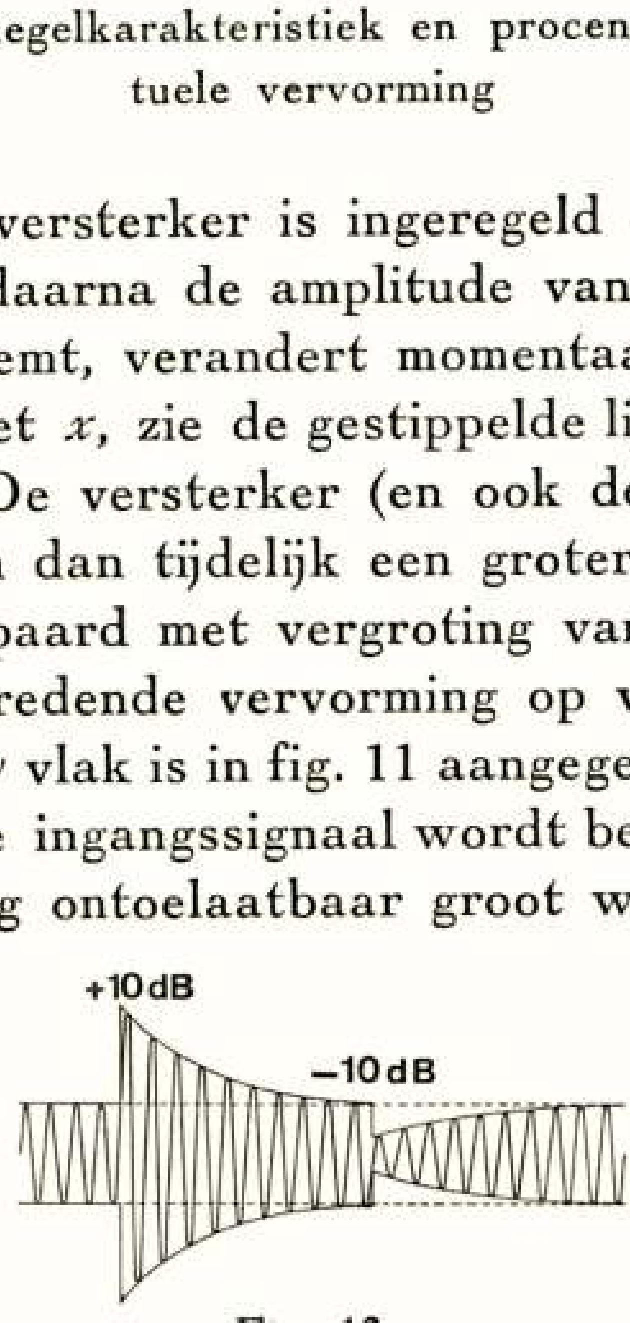


Fig. 12

Responsie bij een eerste orde regelsysteem

Na een sprongvormige verandering van de ingangsspanning ontstaat een foutsignaal aan de ingang van de integrator. Dit foutsignaal wordt geïntegreerd en hierdoor wordt de verzwakking bijgeregeld tot de uitgangsspanning y de juiste waarde Y weer heeft bereikt. Deze waarde wordt tijdens dit regelproces niet gepasseerd: er is geen doorschot (fig. 12). Wij wijzen hier op het feit dat de gelijkrichter in fig. 10 geen afvlakfilter bevat. Alle

filtering wordt overgelaten aan de integrator die dienst doet als een eerste orde laagdoorlatend filter.

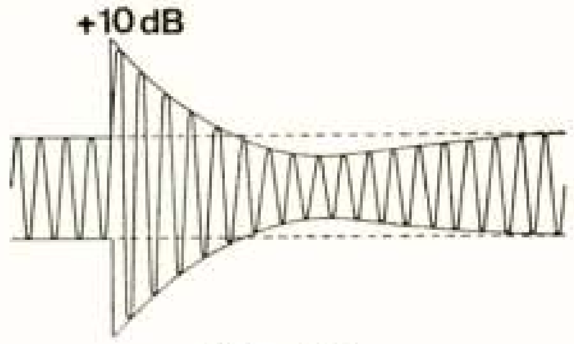


Fig. 13
Responsie bij een tweede orde regelsysteem

Zou de gelijkrichter worden voorzien van een afvlakfilter of zou een tweede orde netwerk worden gebruikt in plaats van deze integrator, dan krijgt de sprongkarakteristiek een tweede orde-karakter met een ongewenste taille als aangegeven in fig. 13, of, in een ernstig geval, wordt de amplituderegeling zelfs instabiel. Een tweede of hogere orde responsie wordt ook verkregen als de verzwakker een element bevat met een traagheid die niet zeer klein is vergeleken met de responsietijd $T = \frac{\tau E}{\mu Y}$ van de schakeling. Om deze reden zijn NTC weerstanden niet bruikbaar als regelelement; hun traagheid is te groot; indirect verhitte NTC weerstanden hebben zelfs een tweede orde-karakter. Fotoweerstanden komen slechts in aanmerking voorzover hun responsie voldoende snel is, dus bij grote verlichtingssterkte en in combinatie met een zeer snelle lichtbron (enkele msec). Zoals uit het vervolg nog nader zal blijken, wordt in ons ontwerp een traagheidsloze regeling van de verzwakking verkregen door gebruik te maken van halfgeleiderdioden.

Het gedrag van de uitgangsspanning bij acht achtereenvolgende signaalsprongen van + 10 dB aan de ingang wordt getoond in fig. 14 A; bij sprongen van − 10 dB in fig. 14 B. Uit deze twee figuren blijkt duidelijk het afwezig zijn van doorschot in de amplituderegeling, zowel bij omhoog als bij omlaag stappende amplitude van het ingangssignaal. Ook de vlakke regelkarakteristiek voor stationaire ingangssignalen, fig. 11, kan uit fig. 14 worden afgelezen.

Voorts blijkt uit fig. 14, dat het dynamisch gedrag voor ingangssignalen van 20 dB en hoger niet afhangt van het ingangsniveau; een sprong van 10 naar 20 dB geeft dezelfde responsie als een sprong van 70 naar 80 dB, en de helling van de omhullende hangt uitsluitend af van het signaalniveau aan de uitgang.

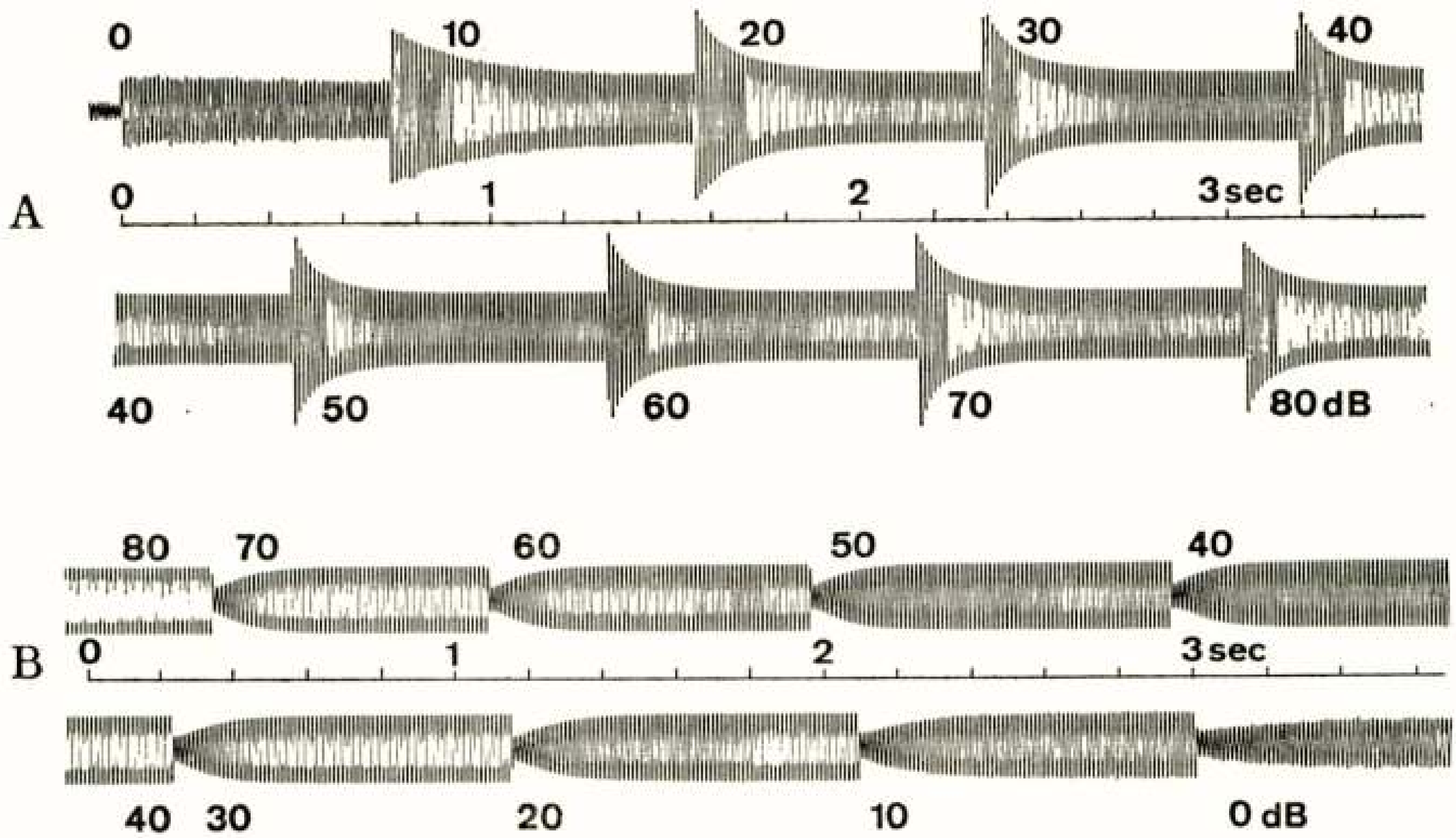


Fig. 14

A. Uitgangsspanning bij een trapvormig toenemende ingangsspanning
B. Uitgangsspanning bij een trapvormig afnemende ingangsspanning

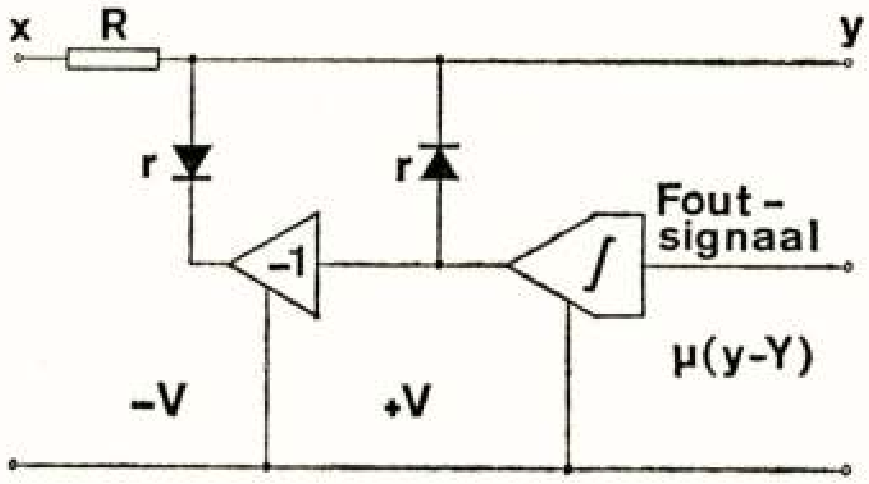
Hiertoe is nodig, dat de verzwakker een logaritmische karakteristiek heeft; stel

$$a = \frac{y}{x} = A \exp\left(-\frac{v}{E}\right). \tag{2}$$

Hierin is a de verzwakking, A en E zijn constanten en v is de stuurspanning.

In ons geval wordt een logaritmische karakteristiek eenvoudig verkregen door gebruik te maken van de differentiaalweerstand van een paar halfgeleiderdioden, zie fig. 15. De dioden zijn opgenomen in een brugschakeling; ze staan in serie voor de door de integrator en een omkeerversterker in balans toegevoerde regelspanning $+v$ resp. $-v$, en ze staan parallel voor de via de serieweerstand R toegevoerde signaalspanning. De uitgangsimpedantie van de integrator en de omkeerversterker is zeer klein ten opzichte van de differentiaalweerstand r van de dioden. Door het logaritmische verband tussen de gelijkspanning v over de dioden en hun differentiaalweerstand r verkrijgt de verzwakker nu de gewenste logaritmische karakteristiek.

De logaritmische verzwakker vormt nu een niet-lineair element in de regelkring. Het gedrag hiervan kan het best worden beschreven door de correctiesnelheid op logaritmische schaal uit te zetten tegen het foutsignaal of de uitgangsspanning; dan ontstaat een rechte lijn waarvan in fig. 16A de uiteinden gestippeld



VERZWAKKING $a = \frac{y}{x} \simeq \frac{r}{2R} = \frac{kT}{2RqI_0} e^{-\frac{qv}{kT}}$

Fig. 15
Verzwakker

zijn weergegeven. Bij grote signaalsprongen wordt de signaalversterker overstuurd; de uitgangsspanning en het foutsignaal worden begrensd en de correctiesnelheid buigt af naar een maximumwaarde van ruim 500 dB per seconde.

Bij dalende amplitude ontstaat een negatief foutsignaal. De gelijkgerichte spanning kan niet beneden nul dalen en de correctiesnelheid zou hierdoor worden begrensd tot 60 dB per seconde. Een grotere snelheid is soms gewenst; om deze te bereiken wordt in de integratorschakeling een diodenetwerk opgenomen, waardoor de integratiesnelheid voor negatieve waarden van het foutsignaal wordt vergroot; de correctiesnelheid wordt hierdoor opgevoerd tot maximaal 180 dB per seconde. In fig. 16B is de uitgangsspanning zowel als de correctiesnelheid op logaritmische schaal uitgezet; de rechte lijn van fig. 16A verschijnt in fig. 16 B als een exponentiële kromme.

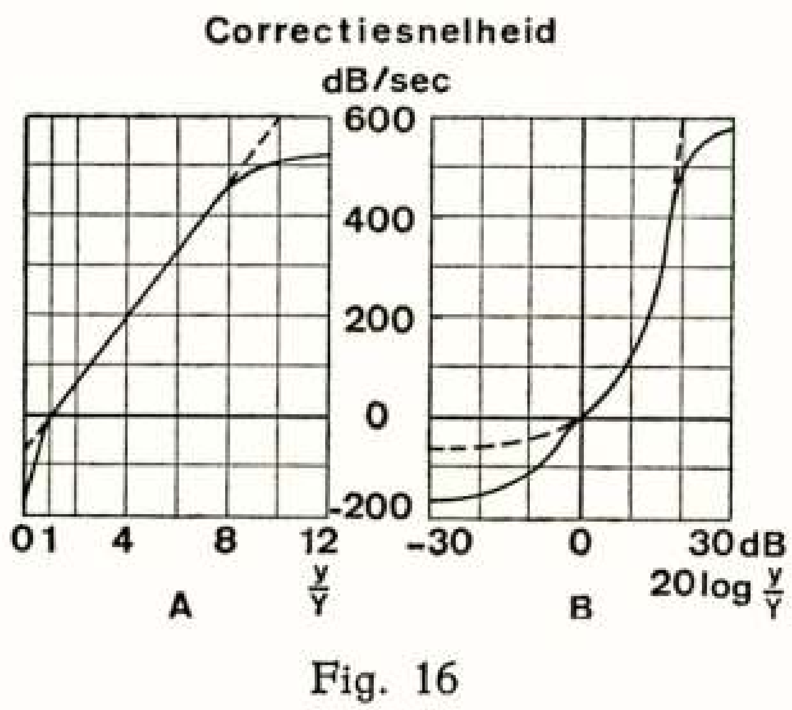


Fig. 16
De correctiesnelheid als functie van de uitgangsspanning;
A. Op lineaire schaal
B. Op logaritmische schaal

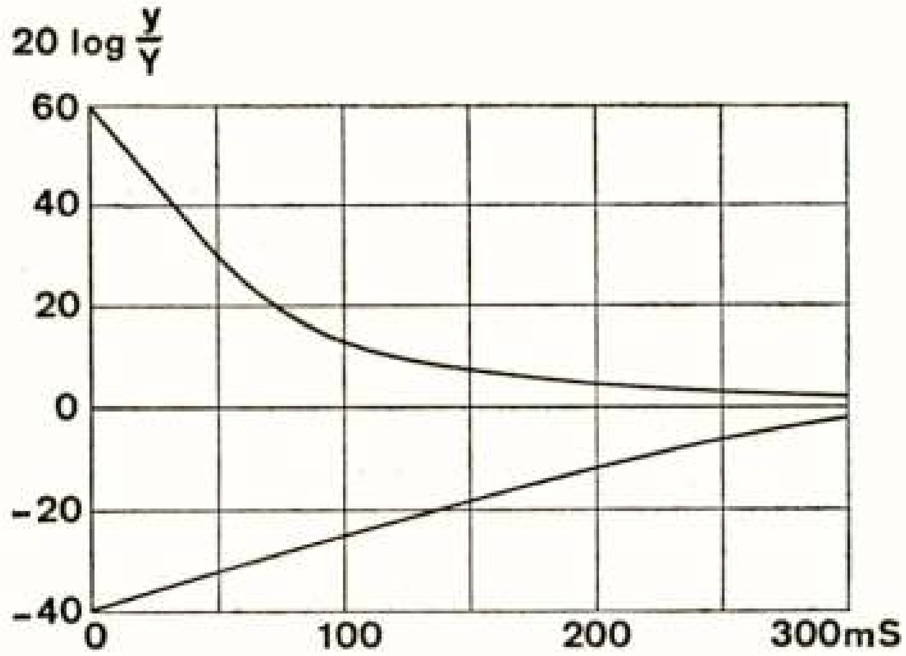


Fig. 17

Overgangsverschijnsel na vergroting of verkleining van de signaalamplitude

De responsie op sprongvormige veranderingen van de signaalamplitude kan nu worden gevonden door oplossing van de vergelijkingen (1) en (2). De meest praktische methode is echter numerieke integratie. Het resultaat hiervan is weergegeven in fig. 17 voor beginwaarden van + 60 en − 40 dB. Voor waarden van 20 log $\frac{y}{Y}$ tussen 60 en 20 dB daalt de uitgangsspanning y ongeveer exponentieel met 500 dB per seconde; dit geeft in fig. 17 een rechte lijn. Voor waarden beneden 20 dB neemt de snelheid af naarmate de eindwaarde van 0 dB dichter wordt benaderd.

Voor waarden van 20 log $\frac{y}{Y}$ tussen − 40 en − 20 dB stijgt de uitgangsspanning ongeveer exponentieel met 180 dB per seconde; de onderste kromme van fig. 17 is in dit gebied eveneens een rechte lijn.

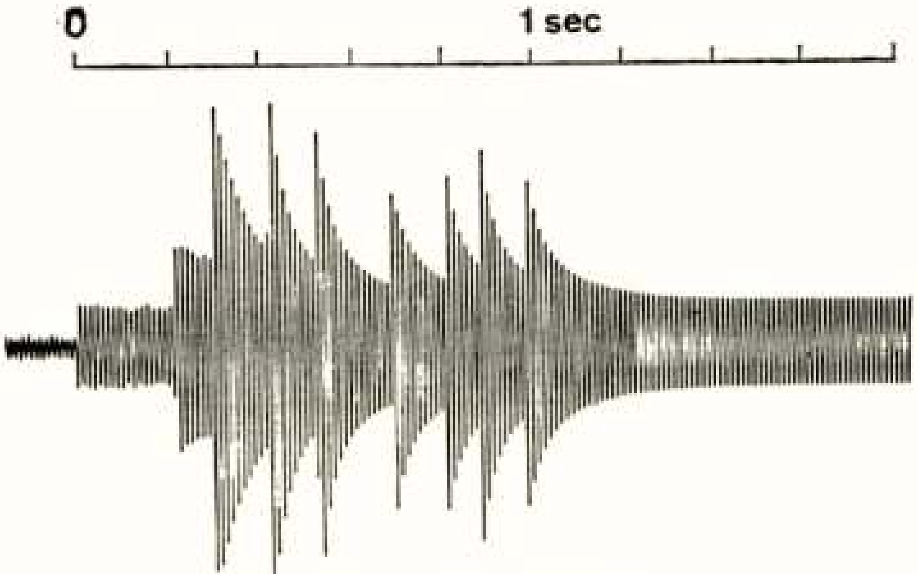
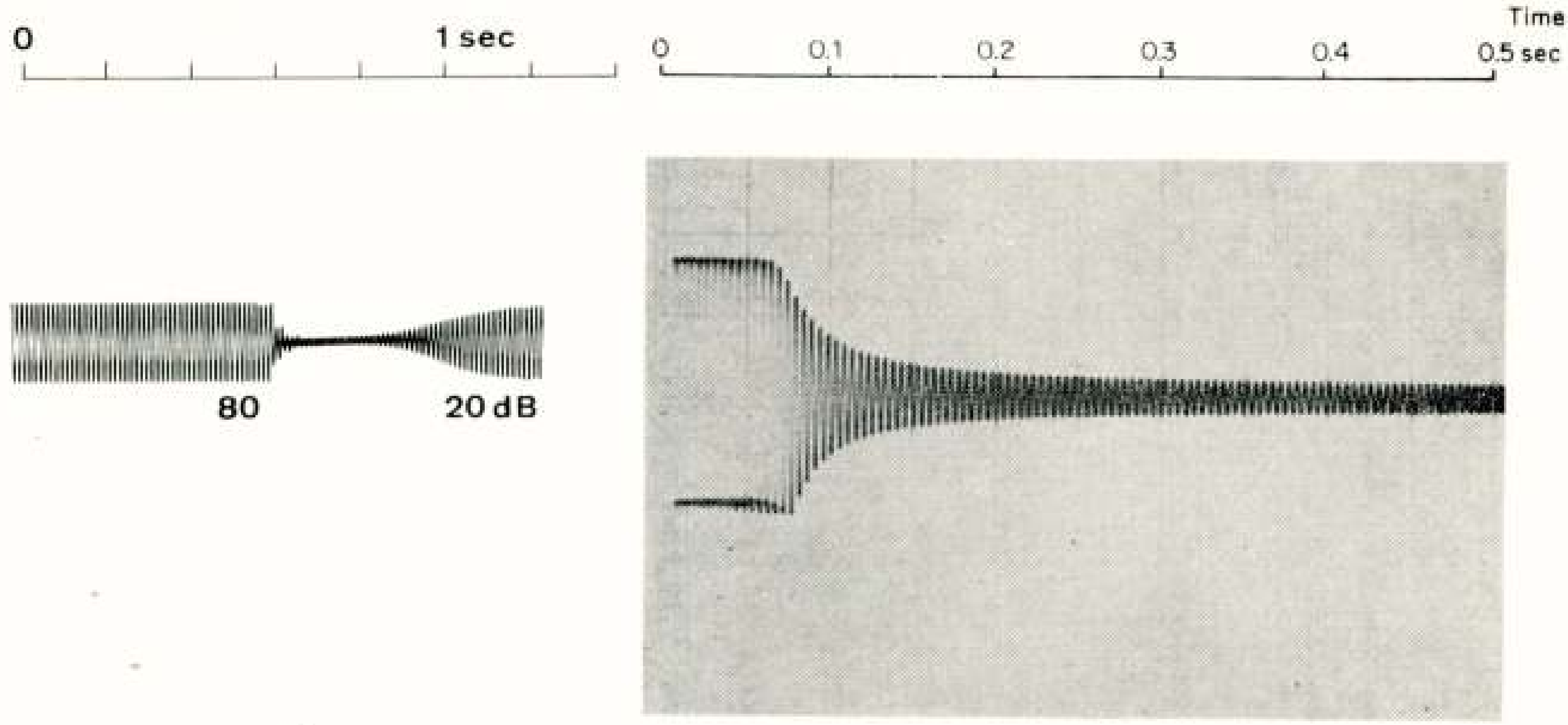


Fig. 18

Als fig. 14 A, doch kortere tussenpozen



A B

Fig. 19

A. Uitgangsspanning na een signaalsprong van —60 dB
B. Uitgangsspanning na een signaalsprong van +50 dB

Wij merken nog op, dat het eerste orde-karakter van de regeling meebrengt, dat fig. 17 voor andere beginwaarden dan + 60 of − 40 dB kan worden gebruikt door verschuiving van het nulpunt van de tijdschaal; extrapolatie van het rechtlijnige eerste gedeelte van de krommen is eveneens toegestaan.

De figuren 18 en 19 tonen het resultaat van enige proeven met snel veranderde ingangsspanningen over een groot amplitude-bereik. In fig. 18 werd het ingangssignaal opgevoerd van beneden de drempelwaarde tot 80 dB daarboven in stappen van 10 dB met tussenpozen van ongeveer 100 msec. Fig. 19A werd verkregen door het ingangssignaal in minder dan 100 msec te verminderen van 80 tot 20 dB boven de drempelwaarde; wij zien, dat dit 1000 maal kleinere signaal reeds na 300 msec een uitgangsspanning oplevert met een redelijk leesbare amplitude. Een signaalsprong van + 50 dB aan de ingang geeft de uitgangsspanning van fig. 19B. De versterker wordt gedurende 70 msec overstuurd; daarna daalt de uitgangsspanning monotoon naar de evenwichtswaarde.

Een korte inregeltijd voor signalen met grote amplitude (snelle compressie) is vooral van belang met het oog op de sterke signalen die kort na het schot binnenkomen van dicht bij het schotpunt geplaatste opnemers. Een snelle expansie van de versterking is vooral van belang in geval snelle dalingen van het gereflecteerde signaal moeten worden verwerkt.

Anderzijds mag de regeling niet zo snel zijn dat alle amplitude-verschillen, bijv. die tussen achtereenvolgende perioden van een

binnenkomend reflectiesignaal, worden teniet gedaan. Enige aanpassing aan de plaatselijke omstandigheden en de toegepaste veldtechniek moet daarom mogelijk zijn.

Daarom is de correctiesnelheid variabel gemaakt; door omschakeling van de integratiecondensator kan deze worden verlaagd tot tweederde of eenderde van de vertikale schaalwaarde van fig. 16. De tijdschaal van fig. 17 moet dan worden vermenigvuldigd met resp. 1 $^1/_2$ en 3.

Het is voorts van belang dat de seismoloog op het seismogram de eerste inzet van het binnenkomende signaal scherp kan onderscheiden van de altijd aanwezige seismische achtergrondstoring. Hiertoe wordt de gevoeligheid van de versterker aan het begin van het seismogram zodanig verlaagd, dat de achtergrondstoring slechts een zeer klein uitgangssignaal geeft.

Deze gevoeligheidsverlaging wordt bereikt door gedurende enige tijd een hulpsignaal van 5000 Hz te superponeren op het signaal aan de ingang van de AVR-versterker (fig. 10). Zolang dit 5000 Hz „suppressie"-signaal sterker is dan het seismische signaal, neemt dit de regeling over; de gevoeligheid wordt dan bepaald door de grootte van het 5000 Hz hulpsignaal zodat de drempelgevoeligheid voor seismische signalen verschuift naar een hogere waarde dan 0 dB (fig. 11). Na binnenkomst van het door het schot opgewekte seismische signaal wordt het 5000 Hz suppressiesignaal automatisch uitgeschakeld, zodat de gevoeligheid voor later binnenkomende zwakke signalen niet wordt aangetast.

Het is verder mogelijk, de regelkring te openen voor seismische signalen en gesloten te houden voor het 5000 Hz suppressiesignaal door het inschakelen van een hoogdoorlatend filter met een grensfrequentie van 2000 Hz vóór de gelijkrichter. Dit gebeurt door de AVR/PVR-schakelaar in het blokschema fig. 10 in de stand PVR te zetten. De versterking kan dan volgens een tijdsafhankelijk programma worden gevarieerd door overeenkomstige programmering van het 5000 Hz suppressiesignaal.

Een ongewenste toestand treedt op in geval zowel het seismische als het suppressiesignaal beneden de drempelwaarde zijn. Het dan permanent aanwezige negatieve foutsignaal wordt door de integrator geïntegreerd tot deze vastloopt. Komt daarna een signaal binnen, dan moet de integratoruitgang door integratie van het dan aanwezige positieve foutsignaal naar het werkgebied worden teruggebracht en dat kost tijd. Dit effect wordt voorkomen door onder alle omstandigheden een 5000 Hz rest-

signaal met een amplitude juist boven de drempelwaarde op de ingang te laten staan.

Voor onze toepassing is het voorts van belang na te gaan wat er gebeurt bij een exponentieel dalende ingangsspanning. Uit verg. (1) en (2) kan worden afgeleid, dat in dit geval na een overgangsverschijnsel een constante uitgangsspanning wordt opgeleverd. Wij kunnen dit ook als volgt verklaren.

Om bij een exponentieel dalende ingangsspanning x een constante uitgangsspanning y te verkrijgen moet de verzwakking a exponentieel dalen met dezelfde snelheid. Hiertoe moet de stuurspanning v dalen met constante snelheid, en om dit te bereiken is een constant negatief foutsignaal nodig aan de ingang van de integrator. Het evenwicht wordt dus bereikt bij een constante uitgangsspanning die kleiner is naarmate de ingangsspanning sneller daalt. De uitgangsspanning kan nu als functie van de daalsnelheid in dB per seconde worden afgelezen van fig. 16.

LITERATUUR

1) E. E. Carpentier, Meetapparatuur voor seismologische opsporing. Tijdschr. N.E.R.G. *31*, (1966), 145-163.
2) I. S. Sacks, A low-noise transistorized seismic preamplifier. Jour. Geoph. Res. *62*, 2 (June 1957), 267-278.
3) B. M. L. Wilson, Transistor noise, its origin, measurement and behaviour. Jour. Brit. IRE, April 1958, 207-225.
4) J. Schubert, Transistorrauschen im Niederfrequenzgebiet. AEU *11* (1957), 331-340, 379-385, 416-423.
5) R. E. Bogner, Feedback and Noise Performance. Electronic Engng, Feb. 1965, 115-117.
6) J. G. Linvill, RC Active Filters. Proc. IRE, March 1954, 555-564.
7) R. P. Sallen and E. L. Key, A practical method of designing RC active filters. IRE Trans. CT, March 1955, 74-85.
8) J. Ross MacDonald, Active Bandpass Filter has Sharp Cutoff. Electronics, Aug. 15, 1958, 84-87.
9) R. E. Bach Jr, Selecting R-C Values for Active Filters. Electronics, May 13, 1960, 82-85.
10) P. J. McVey, Sensitivity in some simple RC active networks. Proc. IEE *112*, 7 (Jul. 1965), 1263-1269.
11) L. Scott, Kriterien zum Entwurf von activen Filtern mit Widerständen und Kapazitäten als Rückkopplungselemente. Scientia Electrica, Vol. XI, Fasc. 4 (1965), 105-118.
12) W. K. Victor and M. H. Brockman, The application of Linear Servo Theory to the Design of AGC Loops. Proc. IRE, Feb. 1960, 234-238.
13) F. M. Gardner, Analysis of AGC Loops. Proc. IRE, Jan. 1962, 97 en Oct. 1962, 2110.
14) W. A. Rheinfelder, Designing Automatic Gain Control Systems, Part I - Design Parameters. EEE, Dec. 1964, 43-47.
15) J. A. Greefkes, P. J. van Gerwen en F. de Jager, Companders

met hoge graad van compressie der niveauvariaties op telefoonverbindingen. Philips Techn. T. *26,* 116-127 (1964/65).

16) L. B. McManis, Proposed standards for seismic amplifiers ... and what they mean to field records. Geophysics, vol. XXVI, nr. 5 (Oct. 1961), 543-549.

17) H. Wachholz und K. Weissensteiner, Uber die Dimensionierung und das Verhalten von Regelkreisen im Seismischen Verstärker. Geophys. Prosp., vol. 12 no. 3, 308-324.

18) A. J. Hermont, Design principles for seismic reflection amplifiers. Geophys. Prosp. vol. 4 no. 3 (Sep. 1956), 279-293.

Manuscript ontvangen 13 juli 1966.

CONGRESSEN E.D.

Vth International Congress of Engineers

Van 7 tot 12 mei 1967 vindt het vijfde internationale ingenieurscongres plaats te Athene, georganiseerd door de Europesche Federatie van Nationale Ingenieursverenigingen F.E.A.N.I. Het algemene onderwerp voor dit congres is: „The engineer and social and economic progress", verdeeld in vier onderdelen:

1. The Engineer, creator of scientific and technical progress — his place in relation to the pure scientist in the field of research and development (8 mei).
2. The Engineer, creator of economic expansion — his role in the exploitation of scientific and technological discoveries (9 mei).
3. The education of the engineer to enable him to meet his scientific and technical responsibilities — his education and training, initially and throughout his career (10 mei).
4. The Engineer, creator of social progress — his role in urban development (11 mei).

Het adres voor het congres is: FEANI Vth Congress Organising Committee, 4 Karageorgi Street, P.O. Box 673, Athens, Greece. Een programma met nadere bijzonderheden, ook over aanmelding en kosten, kan worden aangevraagd bij de administratie van het K.I.v.I., Prinsessegracht 23, 's-Gravenhage.

Fachtagung Elektronik 1967

Ter gelegenheid van de Hannover-Messe, 29 april tot 7 mei 1967, wordt een „Fachtagung Elektronik 1967" gehouden. Het algemene thema zal zijn: „Digitale Datenverarbeitung".

Van de „Fachtagung Elektronik 1966" (zie het april-nummer van dit Tijdschrift, pag. 86) zijn de gehouden voordrachten gepubliceerd in een brochure, die voor 15,— DM verkrijgbaar is bij de „Deutsche Messe- und Ausstellungs- AG, Abteilung Technische Presse, 3000 Hannover - Messegelände".

TENTOONSTELLINGEN E.D.

Salon international des composants électroniques
Salon international de l'électroacoustique

Deze beide „Salons" worden gehouden van 5 tot 10 april 1967 te Parijs, Parc des Expositions, Porte de Versailles.

Fiarex 66

Zoals reeds aangekondigd in het maart-nummer van dit Tijdschrift (pag. 71) wordt van 10 tot en met 14 oktober 1966 in het R.A.I.-gebouw te Amsterdam de Fiarex-tentoonstelling gehouden. Deze is dagelijks geopend van 10.00 tot 17.00 uur.

In tegenstelling tot de Firato, die in de oneven jaren wordt gehouden, is de Fiarex, die in de even jaren plaats vindt, niet bedoeld voor het grote publiek, maar voor de vak-geïnteresseerden. Door de 85 deelnemers worden tentoongesteld: elektronische onderdelen, halfgeleiders, buizen, geïntegreerde eenheden, bijbehorende elektronische beproevingsapparatuur, professionele elektro-akoestische apparatuur, alsmede hulpmiddelen. De hoofdaccenten vallen op geïntegreerde schakelingen en microminiaturisatie.

Tijdens de Fiarex wordt een aantal voordrachten gehouden, nl.:

Maandag 10 oktober:

Integrated circuits
Eigenschappen en toepassingen van piëzo-oxyde
Precisie draadgewonden weerstanden en hun betrouwbaarheid

Dinsdag 11 oktober:

Connectors voor gedrukte bedradingen; eigenschappen en toepassingen
Niet-lineaire weerstanden; eigenschappen en toepassingen
Digitale techniek

Woensdag 12 oktober: Symposium micro-elektronica

Inleiding tot de geïntegreerde schakelingen
Technologische evolutie van de geïntegreerde circuittechniek
Technologie van monolitische geïntegreerde schakelingen
Technologie van hybride geïntegreerde schakelingen
Ontwikkeling van digitale geïntegreerde schakelingen
Ontwikkeling van lineaire geïntegreerde schakelingen
Forum: Gelegenheid tot het stellen van vragen over alle deze dag behandelde onderwerpen.

Donderdag 13 oktober:

Connectors voor micro-elektronica
Controlled manufacturing techniques for metal film resistor reliability
Printed circuits boards for integrated circuits

Vrijdag 14 oktober:

Input-output devices voor industriële automatie; inleidend over-

zicht van de mogelijkheden en toepassingen
Digitale bouwstenen; algemene inleiding
Elektrische precisie-meetinstrumenten en registratie-apparaten

Tentoonstelling „Het Instrument"

Omdat „Het Instrument" principieel slechts eenmaal per twee jaar wordt gehouden zal er dit najaar geen tentoonstelling van instrumenten voor wetenschappelijk, medisch en industrieel gebruik plaats vinden. Het volgend jaar echter zal van 10 tot en met 19 oktober „Het Instrument 1967" worden gehouden in de Jaarbeursgebouwen aan de Croeselaan te Utrecht.

VARIA

Hoge televisietoren

Bij München is een televisietoren in aanbouw, die de hoogste gewapend beton televisietoren van Midden-Europa zal worden.

Benamingen voor relais

Het Nederlands Normalisatie-instituut heeft gepubliceerd de norm: NEN 3183 Benamingen voor relais.

Gezien de huidige spraakverwarring binnen hetzelfde vakgebied en de verschillende betekenissen die in onderscheidene vakgebieden aan dezelfde woorden worden gehecht, wordt hierbij de verwachting uitgesproken dat deze norm een basis zal zijn voor unificatie van deze namen en begrippen. Sommige namen en begrippen zullen op het eerste gezicht onwennig aandoen. De normalisatie-commissie heeft echter gemeend, in enkele gevallen een nieuwe naam of een minder gebruikelijke omschrijving te moeten aanbevelen, omdat bij bestudering in ruimer verband het bestaande als minder juist moest worden beschouwd.

Waar dit nuttig werd geacht, zijn tekeningen ter verduidelijking opgenomen.

Deze norm is verkrijgbaar bij het Nederlands Normalisatie-instituut, Polakweg 5, Rijswijk (ZH). De prijs is *f* 9,50 voor contribuanten, onderwijsinstellingen en studerenden; voor overige bestellers *f* 38,—. Bij afname van 10 of meer exemplaren wordt korting verleend.

Het 75-jarig bestaan van Philips

Op 15 mei 1891 werd de Vennootschap „Philips & Co." opgericht, met als doel: „het fabriceren van elektrische gloeilampen en andere elektrotechnische artikelen en het drijven van handel daarin". Op



Dr. Ir. G. L. F. Philips stichter van het Philips-bedrijf



Dr. A. F. Philips bouwer van het Philips-concern



Ir. F. J. Philips de tegenwoordige President van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken

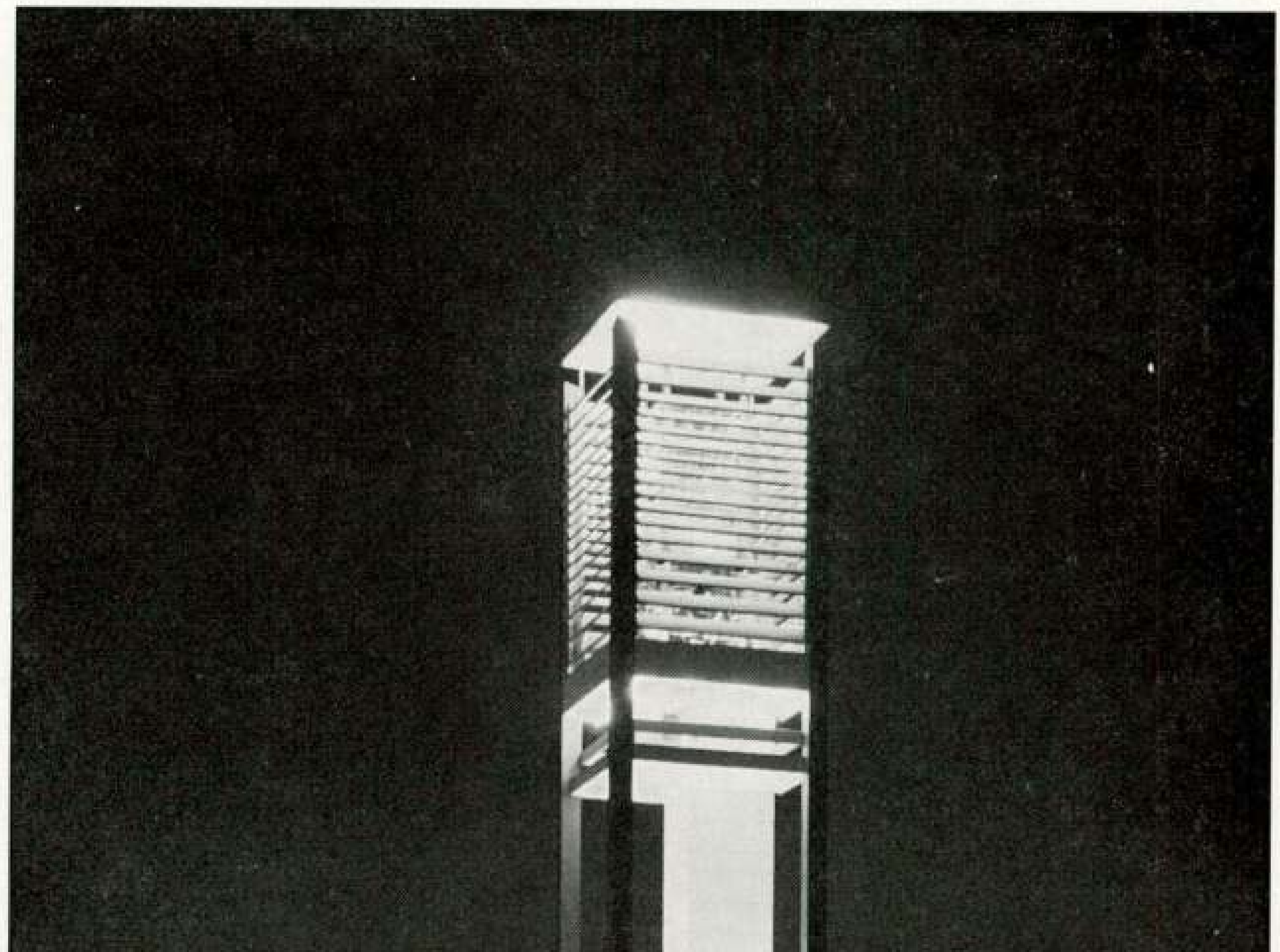
dat ogenblik waren er 10 arbeiders in dienst, die alleen maar „elektrische gloeilampen" maakten.

Ook thans, na 75 jaren, fabriceert de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken nog steeds „elektrische gloeilampen" op grote schaal, maar, al komt dit niet tot uiting in de officiële naam der N.V., het aantal „andere elektrotechnische artikelen" is voortdurend toegenomen, waarvan die op het gebied van de radio en de elektronica ons als NERG in het bijzonder interesseren. Het aantal personeelsleden is gegroeid tot ongeveer 250.000, waarvan ongeveer 85.000 in Neder-



Het „Evoluon", bijna gereed. Rechts het schaalvormige hoofdgebouw, links de „technische mast" in de steigers, er tussen op de achtergrond de toren met de beiaard

land. Hieruit blijkt wel de grote betekenis van Philips op economisch en sociaal gebied, niet alleen in Nederland. Maar als NERG richten we ons oog toch vooral naar de prestaties op technisch en wetenschappelijk terrein.



De 45 m hoge toren met de 61 klokken omvattende beiaard, bij avond

Er is dan ook alle reden dit 75-jarig bestaan feestelijk te vieren. Dit zal geschieden in de week van 18 tot 25 september; de feestelijkheden vinden in hoofdzaak plaats op vrijdag 23 en zaterdag 24 september. De vrijdag wordt begonnen met een hulde aan de grondleggers van het bedrijf: een bloemenhulde bij het reliëf van Dr. Ir. G. L.

F. Philips en een bij het standbeeld van Dr. A. F. Philips.

Als een blijvende herinnering zijn twee monumentale bouwwerken verrezen. Het „Evoluon", dat door zijn grootte (diameter 77 m) en zijn uitzonderlijke vorm de aandacht trekt, is bestemd voor een permanente, doch evoluerende expositie met de bedoeling, een beeld te geven van de mens in zijn relatie tot de techniek, en ook van de techniek in zijn relatie tot de mens. Niet alleen in het heden, maar ook in het verleden en in de toekomst.

Naast het schaalvormige gebouw staat een ruim 60 m hoge „technische mast", waaraan en waarop televisie-camera's, lichtbakken, radarapparatuur enz. zijn aangebracht.

Niet ver van het Evoluon is een toren gebouwd, waarin een beiaard is geplaatst, het geschenk van het gezamenlijke personeel in Nederland. Deze beiaard omvat 61 klokken, vijf volledige octaven, hetgeen uniek is voor een concertbeiaard. De klokken zijn gegoten door de Nederlandsche Klokkengieterij en Fabriek van Torenuurwerken N.V. Eijsbouts te Asten.

BOEKAANKONDIGING

Electronic digital systems, door R. K. Richards. 637 blz., 20 fig. Uitg. J. Wiley & Sons Ltd., London. 1966. Prijs 113 s.

PERSONALIA



Prof. Ir. G. H. Bast ere-doctor

Ter gelegenheid van het vijfentwintigste lustrum van de Technische Hogeschool te Delft zal op 14 januari 1967 het ere-doctoraat in de technische wetenschappen worden verleend aan ons medelid Prof. Ir. G. H. Bast, directeur-generaal van de PTT.

De bijzondere verdiensten van Prof. Bast betreffen zijn fundamenteel speurwerk op het gebied van de telefoontransmissietechniek en zijn pionierswerk met betrekking tot de draaggolftelefonie. Dit werk heeft internationale vermaardheid gekregen. Dat het Nederlandsche PTT-bedrijf in de opzet en de uitvoering van het kabelnet met versterkerstations internationaal aan de spits staat dankt het aan

research en ontwikkelingswerk, verricht door en onder leiding van Prof. Bast.



Prijs Wetenschappelijk Radiofonds Veder

Aan Ir. R. Blommendaal, medewerker van het Nederlandsch Radar Proefstation te Noordwijk, is een prijs toegekend door het bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder. Voor het eerst ging deze prijs vergezeld van een gouden penning.

De toekenning geschiedde ter zake van de verwerkelijking van de produkt-antenne, waarmee een aanzienlijke verbetering kan worden verkregen bij radar.

Voor een beschrijving van deze antenne verwijzen we naar: R. Blommendaal, „A Note on Multiplicative Systems for Radar"; The Radio and Electronic Engineer, Vol. 28, No. 5, 1964, pp. 317-324.

UIT HET N.E.R.G.

Examencommissie

De schriftelijke en mondelinge examens voor Radiomonteur en Radiotechnicus (najaar 1966) worden gehouden op:

Schriftelijk

Radiomonteur	3 oktober 1966
Radiotechnicus	10 oktober 1966

*Mondeling *)*

Radiomonteur	21 november 1966
	22 november 1966
	6 december 1966
	7 december 1966
Radiotechnicus	28 november 1966

*) Eventuele wijzigingen voorbehouden.

29 november 1966
15 december 1966
16 december 1966

De examens worden afgenomen in het gebouw „Haagse Dierentuin", Koningskade 3, 's-Gravenhage.

Ledenmutaties

Nieuwe leden:

Ir. G. J. M. Boorsma, Beethovenstraat 7, Leeuwarden.
Ir. H. H. Grotjohann, Is. da Costalaan 233, Delft.
J. G. de Lint, van Alkemadelaan 106, Delft (junior-lid).
Ir. R. Samson, Sasboutstraat 68, Delft.
Ir. M. Woerlee, van Thienenlaan 154, Eindhoven.

Voorgestelde leden:

Ir. E. Kleihorst, 's-Gravelandseweg 628, Schiedam.
W. B. S. M. Kneefel, Joh. Molegraafstraat 18, Noordwijk.
A. J. de Kremer, Hyacinthstraat 2, Noordwijk.
K. Nienhuis, Borskilaan 3, Bloemendaal.
A. J. Sietsma, Gen. Bothastraat 30, Eindhoven.
Ir. P. C. van Soest, Hoogstraat 31D, Rotterdam.
J. van Staveren, Donker Curtiusstraat 16, Apeldoorn.
Ir. J. van Wijngaarden, Radioweg 5, Apeldoorn.

Nieuwe adressen van leden:

Ir. K. K. Agarwal, Building 2, Apartment 2, Edge Hill, Terrace, Rensselaerwijk, Troy (N.Y.) U.S.A.
Ir. J. van Buuren, Apollolaan 107, Amsterdam.
Ir. C. Dullemond, Zandstraat 30, Son (N.B.).
Ir. H. W. de Haan, Colenso 86, Soestdijk.
Ir. L. G. P. Kloppenborg, Herman Gorterhof 113, Delft.
Ir. C. Kraaij, Clos du Mouron 18, Brussel 15, België.
Ir. L. R. Nieuwkerk, Ocarinalaan 348, Rijswijk (Z.H.).

Bedankt als lid:

Ir. H. A. M. Wiggers, van Adrichemstraat 103, Delft.